

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
17. Juni 2004 (17.06.2004)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2004/051305 A2

(51) Internationale Patentklassifikation⁷: G01S 7/00

(72) Erfinder; und

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE2003/003563

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): STEINBUCH, Dirk
[DE/DE]; Im Rot 3, 71299 Wimsheim (DE).

(22) Internationales Anmeldedatum:
27. Oktober 2003 (27.10.2003)

(81) Bestimmungsstaat (national): US.

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(84) Bestimmungsstaaten (regional): europäisches Patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

Veröffentlicht:

(30) Angaben zur Priorität:
102 56 330.6 3. Dezember 2002 (03.12.2002) DE

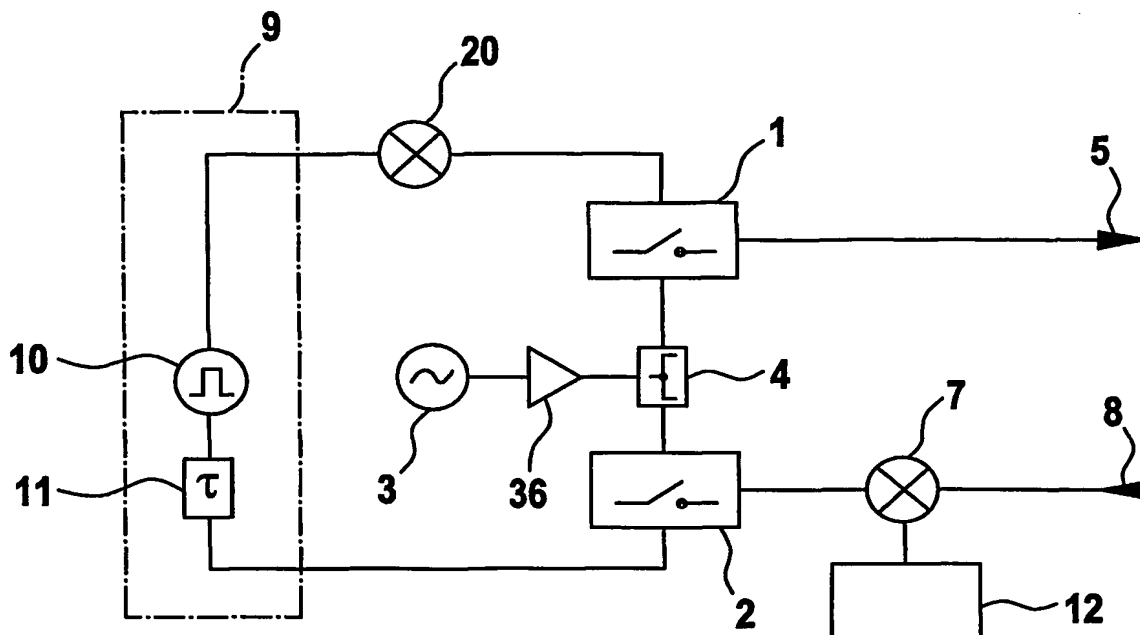
— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): ROBERT BOSCH GMBH [DE/DE]; Postfach 30 02 20, 70442 Stuttgart (DE).

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(54) Title: RADAR SENSOR AND METHOD FOR OPERATING A RADAR SENSOR

(54) Bezeichnung: RADARSENSOR SOWIE VERFAHREN ZUM BETRIEB EINES RADARSENSORS



(57) Abstract: The invention relates to a radar sensor in which a continuous microwave signal is guided via a high-frequency switch (1) which is periodically controlled by a pulse signal. Said pulse signal is frequency-modulated (20) such that the spectrum of the pulse signal is widened but no decorrelation occurs. This measure enables the noise level to be maintained low, thus enabling the detection range to be increased.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



(57) Zusammenfassung: Bei einem Radarsensor wird ein kontinuierliches Mikrowellensignal über einen von einem Pulssignal periodisch gesteuerten HF-Schalter (1) geführt. Das Pulssignal wird derart frequenzmoduliert (20), dass das Spektrum des Pulssignals aufgeweitet wird, aber keine Dekorrelation eintritt. Mit dieser Maßnahme lässt sich der Rauschpegel gering halten and damit die Reichweite des Detektionsbereiches erhöhen.

5

10 Radarsensor sowie Verfahren zum Betrieb eines Radarsensors

Die Erfindung geht aus von einem Verfahren zum Betrieb eines Radarsensors, dessen Radarpulse dadurch erzeugt werden, das ein kontinuierliches Mikrowellensignal über einen von einem Pulssignal periodisch gesteuerten HF-Schalter geführt wird.

15

Stand der Technik

Aus Merrill I. Skolnik, Introduction to radar systems, 2nd edition, Mc Graw-Hill Book Company, Seiten 160 und 161 ist es bekannt für ein Monopuls-Trackingradar Radarpulse abzustrahlen und die an Objekten reflektierten Radarpulse einem Mischer zuzuführen.

20

Die abgemischten Empfangspulse werden einerseits einem Amplitudendetektor zur Gewinnung eines Range-Signals zugeführt und andererseits einem Phasedetektor zur Gewinnung eines Winkelfehlersignals.

25

Aus der DE 199 63 005 A1 ist es bekannt, zur Erzeugung von Radarpulsen ein kontinuierliches Mikrowellensignal über einen von einem Pulssignal periodisch gesteuerten HF-Schalter zu führen. Der empfangsseitige Mischer erhält als Referenzsignal ebenfalls ein über einen HF-Schalter geführtes kontinuierliches Mikrowellensignal. Das Pulssignal zur Steuerung des empfangsseitigen HF-Schalters wird um die Laufzeit des reflektierten Radarpulses verzögert.

30

Vorteile der Erfindung

Durch die erfindungsgemäße Modulation des Pulssignals für die Steuerung des HF-Schalters im Sendezweig entsprechend Patentanspruch 1 werden die Spektrallinien des Pulssignals aufgeweitet, ohne dass eine Dekorrelation eintritt. Dies bewirkt, dass

35

empfangsseitig nach Abmischung des Radarsignals in ZF-Lage unabhängig von Frequenzdrifts immer der gleich hohe Rauschpegel auftritt, dem nahezu der minimal erreichbaren Rauschpegel entspricht unabhängig von der relativen Lage von LO (Trägeroszillator) – Frequenz und PRF (Pulswiederholfrequenz) zueinander. Der kritische Fall von $f_{LO} = n \cdot PRF$ wird dadurch umgangen. Durch diese Optimierung des Rauschpegels kann die Reichweite des Detektionsbereichs des Short-Range-Radars (SRR) erhöht werden, z.B. von 7m auf 14m, ohne dass die Empfangssignale der zu detektierenden Objekte je nach Objektcharakteristik im Rauschen untergehen und eine verlässliche Erfassung nicht möglich wäre.

Weitere Verbesserungen des Rauschpegels lassen sich mit den Maßnahmen der weiteren Ansprüche erzielen.

Durch eine entsprechende Filterung des Eingangs- und/oder Ausgangssignals des HF-Schalters kann die Flankensteilheit verringert werden und damit der Anteil der Harmonischen des Basisbandpulses abgesenkt werden.

Beim Einsatz von Dioden mit linearer Kennlinie, z.B. PIN-Dioden als HF-Schalter werden ebenfalls die Harmonischen abgesenkt. Die geforderten schnellen Schaltzeiten beim SRR, z.B. 400 ps für Radarpulse, können durch PIN-Dioden mit sehr dünner Intrinsic-Schicht erreicht werden.

Eine weitere Absenkung der Rauschzahl lässt sich durch den Einsatz von Diodenpaaren im Empfangsmischer bzw. Phasendetektor und auch im sendeseitigen HF-Schalter erreichen. Insbesondere der Phasendetektor kann vorteilhaft ein Diodenpaar auf einem Chip innerhalb eines aus Streifenleitern bestehenden Ringmischers aufweisen.

Zur Absenkung des Amplitudenrauschens ist ein Oszillator für die Ansteuerung der HF-Schalter vorteilhaft, der in einem sauberen Mode schwingt und einen ausgangsseitigen in Sättigung betriebenen Pufferverstärker aufweist.

Im Gegensatz zum eingangs genannten Monopuls-Trackingradar (Skolnik...) wird beim Verfahren nach der Erfindung ein normales Pulsradar mit extrem kurzen Pulsen eingesetzt.

Zeichnungen

Anhand der Zeichnungen werden Ausführungsbeispiele der Erfindung näher erläutert. Es zeigen

Figur 1 ein Prinzipschaltbild eines Radarsensors nach der Erfindung,

Figur 2 den spektralen Zusammenhang von Basisbandpuls- und Empfangspulsspektrum,

Figur 3 und 4 die Demodulation des Phasenrauschens der Basisbandpuls-Spektrallinie mit der benachbarten Empfangspuls-Spektrallinie innerhalb der ZF-Bandbreite,

Figur 5 die Leistung einer Basisbandpuls-Spektrallinie über der HF-Pulsbreite mit und ohne Modulation des Pulssignals für die Steuerung des sendeseitigen HF-Schalters,

Figur 6 den sendeseitigen HF-Schalter mit Impulsformung,

Figur 7 die Leistung einer Basisband-Spektrallinie über der HF-Pulsbreite mit und ohne Basisband-Pulsformung,

Figur 8 die Rauschzahl über der HF-Pulsbreite mit Schottky- und PIN-Dioden,

Figur 9 ein Layout für einen Phasendetektor,

Figur 10 die Rauschzahl über der HF-Pulsbreite mit Quellen unterschiedlichen Amplitudenrauschens.

Beschreibung von Ausführungsbeispielen

Beim Radarsensor nach Figur 1 ist ein Oszillator 3 für Mikrowellensignale vorgesehen, der ein kontinuierliches Hochfrequenzsignal (CW-Signal) liefert. Über einen Signalteiler in Form der Gabelschaltung 4 gelangt dieses Hochfrequenzsignal einerseits an den Eingang eines sendeseitigen HF-Schalters 1 zur Abgabe von Radarpulsen an die Sendeantenne 5 und andererseits an einen empfangsseitigen HF-Schalter 2, der einen Empfangsmischer 7 im Signalweg zu einer Empfangsantenne 8 steuert. Die Steuerung des sendeseitigen HF-Schalters 1 geschieht über die Steuereinrichtung 9, die über eine Pulssignalquelle 10 verfügt und eine Verzögerungsschaltung 11. Liefert die Pulssignalquelle 10 einen Puls, so gelangt über den HF-Schalter 1 für die Dauer dieses Pulses die Hochfrequenzwelle des Oszillators 3 zur Sendeantenne. Das an einem Objekt reflektierte Echosignal gelangt zum Mischer 7, der ein Referenzsignal über den Schalter 2 erhält, wenn die Verzögerungsschaltung 11 entsprechend eines gewünschten Zeittores für eine bestimmte Entfernung, in der Objekte zu detektieren sind, eingestellt ist. Liegen an beiden Eingängen des Mixers 7 gleiche Hochfrequenzquellen an, entsteht ein der Koinzidenz proportionales ZF-Ausgangssignal, welches in einer Auswerteschaltung 12 weiterverarbeitet wird.

Das SRR-System wird beispielsweise mit einer Pulswiederholfrequenz PRF für die Pulssignalquelle 10 von typischerweise 5 MHz betrieben, was bedeutet, dass alle 200 ns ein Puls ausgesendet wird. Die PRF wird von einem sehr reinen Quarz abgeleitet und hat nur geringes Phasenrauschen. Der Ansteuerpuls, im Folgenden Basisbandpuls genannt, für die HF-Schalter hat eine Breite von 400 ps. Das Spektrum des Basisbandpulses entspricht der Fourier-Transformierten des Pulses im Zeitbereich und besitzt eine $\sin(x)/x$ -ähnliche Form um 0 Hz mit Spektrallinien, die den Abstand der Pulswiederholfrequenz haben. Der HF-Schalter 1 arbeitet ungewollt als harmonischer Vervielfacher für den Basisbandpuls, da der Schalterausgang nicht bandbegrenzt ist. Die Spektrallinien des Basisbandpulses werden damit über 24.125 GHz hinaus vervielfacht. Durch diese Vervielfachung werden die Basisbandpuls-Spektrallinien extrem aufgeweitet, besitzen also sehr hohes Phasenrauschen um 24.125 GHz, obwohl diese von einer sehr reinen Quelle abgeleitet sind. Dieses ungewollte, hochmultiplizierte Basisbandpuls-Spektrum und das gewollte Spektrum, das durch die Modulation des 24.125 GHz CW-Signals mit dem Basisbandpuls entsteht und den eigentlichen Empfangspuls darstellt, überlagern sich nun um 24.125 GHz. Dadurch, dass die Basisbandpuls-Spektrallinien extremes Phasenrauschen besitzen, findet eine Demodulation beider Spektren im Phasendetektor statt, da nachweisbare Phasenrauschanteile der Basisbandpuls-Spektrallinien auch noch bei $\pm PRF/2$ auftreten und diese in die ZF-Bandbreiten der Empfangspuls-Spektrallinien fallen. Da nicht nur ein Spektrallinienpaar, sondern alle vorhandenen Paare entsprechend gegeneinander demoduliert werden, ist eine starke Anhebung des ZF-Rauschens und damit als Systemrauschzahl festzustellen. Zwar gibt es einen optimalen Abstand des Basisbandpuls-Spektrums vom Empfangspuls-Spektrum von $PRF/2$, allerdings wird die HF-Frequenz über der Temperatur wandern, womit sich die Rauschzahl stark ändern wird und im ungünstigsten Fall perfekte Überlagerung entsteht und das sogenannten sporadische Rauschen auftritt.

Da man die Demodulation des Phasenrauschens der Basisbandpuls-Spektrallinien mit den Empfangspuls-Spektrallinien nicht verhindern kann und insbesondere die Schwankungen des Rauschens über der Temperatur kaum kontrollieren kann, wird erfindungsgemäß eine Frequenzmodulation (PRF-Modulation) des Pulssignals für die Steuerung des HF-Schalters 1 eingesetzt mittels der Modulatorstufe 20, die unabhängig von Frequenzdrifts sicherstellt, dass immer der gleich hohe Rauschpegel am ZF-Ausgang auftritt, der nahezu dem minimal erreichbaren Rauschpegel entspricht. Die PRF wird dabei frequenzmoduliert, wobei der Frequenzhub z.B. 1 kHz und die Modulationsfrequenz z.B.

10 kHz beträgt. Der geringe Modulationsindex von 0.1 stellt sicher, dass sich das Radarsignal nicht selbst dekorreliert. Durch die harmonische Multiplikation wird der Modulationsindex ebenfalls multipliziert, um von 5 MHz z.B. zu 24.125 GHz zu gelangen, ist ein Faktor 4850 nötig. Damit ergibt sich nun eine gewollte, extreme
5 Aufweitung der individuellen Basispuls-Spektrallinien. Diese extreme Aufweitung resultiert in einem nahezu flachen Basisbandpuls-Spektrum. Somit fällt, unabhängig vom Frequenzversatz von $n \cdot \text{PRF}$ gegenüber der HF, gleich viel Leistung in die ZF-Bandbreiten der einzelnen Empfangspuls-Spektrallinien. Diese Flachheit bewirkt demnach eine konstante Rauschzahl, die fast der optimalen Rauschzahl bei optimalem
10 Frequenzversatz entspricht.

Figur 2 zeigt den spektralen Zusammenhang von Basisbandpuls- und Empfangspulsspektrum, das heißt das Basisbandpuls-Spektrum 13 und das mit dem Träger modulierte LO-Spektrum 14. Die Figuren 3 und 4 zeigen vergrößert, wie das
15 Phasenrauschen der Basisbandpuls-Spektrallinie mit der benachbarten Empfangspuls-Spektrallinie innerhalb der ZF-Bandbreite demoduliert wird. Mit Bezugszeichen 15 ist das aufgeweitete Phasenrauschen der hochmultiplizierten PRF-Spektrallinien referenziert und mit Bezugszeichen 16 die ZF-Bandbreite, in der Signale demoduliert werden können. Bezugszeichen 17 zeigt wie hochmultipliziertes Phasenrauschen in ZF-Bandbreiten fällt
20 und demoduliert wird. Figur 5 zeigt die Leistung einer Basisbandpuls-Spektrallinie bei $n \cdot \text{PRF} = 24.125 \text{ GHz}$ über der HF-Pulsbreite in ps mit (Bezugszeichen 18) und ohne (Bezugszeichen 19) Modulation der PRF. Eine Verbesserung um die 30 dB ist feststellbar im ungünstigsten Fall der perfekten Überlagerung.

25 Dadurch, dass die Basisbandpuls-Spektrallinien ein extremes Phasenrauschen besitzen, findet eine Demodulation dieses Phasenrauschens durch die Spektrallinien des Empfangspulses statt. Dieses Phänomen tritt bei jedem Spektrallinienpaar auf und addiert sich unkorreliert. Dieses demodulierte Signal hat Rauschcharakter und erhöht das ZF-Rauschen und damit die Systemrauschzahl. Durch Absenkung der Harmonischen des
30 Basisbandpulses um 24 GHz kann die Rauschzahl weiter verringert werden. Die Leistung der Harmonischen des Basisbandpulses um 24 GHz ist nicht von der Basisbandpulsbreite abhängig, sondern vielmehr von der Flankensteilheit der Pulse. Durch geeignete Pulsformung kann man die Flankensteilheit verringern und damit die Harmonischen senken. Ein Vorschlag ist eine Tiefpassfilterung, die z.B. durch einen 10 pF-Kondensator
35 am Eingang des HF-Schalters 1 erreicht werden kann. Eine weitere Möglichkeit ist die

Verwendung eines gausförmigen Filters oder anderer Filter zur genaueren Pulsformung und gezielteren Absenkung der Harmonischen und damit Verbesserung der Rauschzahl.

Der Demodulationsmechanismus der Basisband- und Empfangspuls-Spektrallinien ist aus den Figuren 2 bis 4 entnehmbar. Figur 6 zeigt eine mögliche Implementierung einer Pulsformung durch Filterung. Der In Figur 6 dargestellte HF-Schalter 1 besitzt zwischen dem Steuereingang 21 für den insbesondere frequenzmodulierten Basisbandpuls und Masseanschluss 22 einen Kondensator 23 zur Impulsformung (Tiefpass). Der Basisbandpuls gelangt nach einer $\lambda/4$ -Transformation 29 auf ein Diodenpaar 24, 25, das einerseits gegen Masse 28 geschaltet ist und andererseits über Sperrkreise 26, 27 für einen Basisbandpuls in Form von Fingerkopplern das an Eingang 30 anliegende Ausgangssignal des Oszillators 3 während des Durchschaltzustandes mit der Sendeantenne 5 über Ausgang 31 verbindet. Die Transformationsschaltungen 32 und 33 bilden HF-Kurzschlüsse. Der Schalter 1 ist bis auf den Nebenzweig in Form des Kondensators 23 streng symmetrisch aufgebaut. Es lässt sich hierdurch eine Isolationsfestigkeit (Durchschaltzustand/Sperrzustand) von 50 dB erreichen.

Figur 7 zeigt die Messergebnisse der Basisbandpuls-Spektrallinie bei 24.125 GHz: Leistung/dBm über der Pulsbreite/ps mit (Bezugszeichen 24) und ohne (25) Pulsformung. Wie aus Figur 7 ersichtlich, lässt sich eine Verbesserung der Rauschzahl von 10 dB erzielen.

Das durch die Basisband-Spektrallinien erzeugte Phasenrauschen lässt sich dadurch reduzieren, dass die Harmonischen des Basisbandpulses um 24 GHz reduziert werden. Diese Harmonischen werden im HF-Schalter 1 beispielsweise durch zwei Schottky-Dioden generiert. Diese Dioden werden bevorzugt eingesetzt, da sie physikalisch bedingt aufgrund der Schottky-Metallschicht sehr schnell schalten. Sie besitzen aber eine extrem nichtlineare Kennlinie, was diese für Mischeranwendungen prädestiniert. Für den Schalter ist diese Nichtlinearität sehr negativ, weil eben diese Charakteristik ermöglicht, so effektiv die Harmonischen des Basisbandpulses zu erzeugen. Zur Überwindung dieser Nachteile werden vorteilhaft Dioden mit linearer Kennlinie, wie z.B. PIN-Dioden eingesetzt. Diese Dioden erzeugen um 10 dB tiefere Harmonische und bewirken eine Rauschzahl, die ebenfalls, je nach Pulsform, um diese Größenordnung geringer ausfällt. Das Problem der Trägheit dieser Dioden in Bezug auf den sehr schnellen Puls von 400 ps (typische Schaltzeiten eher >2 ns) kann umgangen werden, indem PIN-Dioden mit sehr

dünnere Intrinsic (i-Schicht von $<2 \mu\text{m}$) eingesetzt werden, die schneller schalten können. GaAs-PIN's mit sehr dünner i-Schicht können bis 400 ps schnell schalten und sind demnach unter Beibehaltung der vorgegebenen Operationsparameter des SRR-Radars vorteilhaft einsetzbar.

5

Figur 8 zeigt die Rauschzahl-Absenkung durch den Einsatz von PIN-Dioden (Bezugszeichen 34) im Vergleich zu Schottky-Dioden (Bezugszeichen 35).

10

Das zuvor vorgestellte SRR-System mit einer Pulswiederholfrequenz von typischerweise 5 MHz und einer HF-Pulsbreite von typischerweise 400 ps besitzt ein Ausgangsspektrum des Empfangsschalters, welches um die Trägerfrequenz von z.B. 24.125 GHz zentriert ist, und besteht aus aneinandergereihten Spektrallinien im Abstand der Pulswiederholfrequenz und hat eine Form, die der Fourier-Transformierten des HF-Pulses entspricht. Jede individuelle Spektrallinie ist aus dem Träger hervorgegangen, besitzt also dessen Amplituden- und Phasenrauschen. Dieses Spektrum wird im Phasendetektor bzw. dem Empfangsmischer 7 zugeführt. Ein einfach balancierter Phasendetektor liefert theoretisch eine perfekte AM-Unterdrückung, das heißt Amplitudenrauschen des Lokaloszillatorsignals löscht sich gegenphasig aus. Real sind bei einer Frequenz von z.B. 24 GHz ca. 20 dB zu erreichen. Damit kann der Phasendetektor als schlechter AM-Demodulator fungieren. Dadurch, dass es sich um eine Vielzahl von Spektrallinien handelt, wird das individuell demodulierte Amplitudenrauschen umkorreliert addiert und manifestiert sich in einem erhöhten Rauschpegel am ZF-Ausgang und ergibt damit eine erhöhte Rauschzahl.

15

20

25

30

Um die Systemrauschzahl zu senken, insbesondere das Amplitudenrauschen, ist sicherzustellen, dass der Oszillator 3 in einem sauberen Mode schwingt. Zudem ist es effektiv, einen Isolator in Form des Pufferverstärkers 36 nach dem Oszillator 3 zu platzieren, der in der Sättigung betrieben wird und somit geringes Amplitudenrauschen sicherstellen kann. Dabei ist eine saubere Spannungsversorgung des Pufferverstärkers 36 sehr vorteilhaft.

35

Weiterhin kann die Rauschzahl gesenkt werden, indem man die Balance des Phasendetektors verbessert. Dazu werden nicht zwei physikalisch getrennte Dioden verwendet, sondern zwei Diodenübergänge (Diodenpaar 37, 38) auf einem Chip, der gemäß Figur 9 in der Mitte innerhalb und nicht außerhalb des Ringmischers 39 platziert ist. Das hat den Vorteil, dass die Diodenübergänge fast identisch sind und sich dadurch

die Balance verbessert. Der Einsatz eines alternativen Phasendetektors, z.B. doppelbalanciert, mit verbesserter AM-Unterdrückung ist ebenfalls vorteilhaft. Das Amplitudenrauschen ist aus den Figuren 2 bis 4 zu entnehmen. Figur 10 zeigt die Systemrauschzahl mit zwei verschiedenen Oszillatoren einem DRO (Bezugszeichen 41) und einem um 10 dB rauschärmeren Gunn-Oszillator (Bezugszeichen 40). Eine Absenkung der Rauschzahl von einigen dB ist erreichbar.

5

10 Patentansprüche

1. Verfahren zum Betrieb eines Radarsensors, dessen Radarpulse dadurch erzeugt
werden, dass ein kontinuierliches Mikrowellensignal über einen von einem Pulssignal
periodisch gesteuerten HF-Schalter (1) geführt wird, dadurch gekennzeichnet, dass
15 das Pulssignal für die Steuerung des HF-Schalters (1) derart moduliert wird, dass
einerseits die Spektrallinien des Pulssignals aufgeweitet werden aber andererseits das
Radarsignal nicht selbst dekorreliert.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Eingangs- und/oder
20 Ausgangssignal des HF-Schalters (1) tiefpass- oder bandpassgefiltert wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der
Modulationsindex bei Frequenzmodulation des Pulssignals zu etwa 0.1 gewählt wird.
- 25 4. Radarsensor, insbesondere zum Durchführen des Verfahrens nach einem der
Ansprüche 1 bis 3 mit folgenden Merkmalen:
 - einem Oszillator (3) für Mikrowellensignale,
 - mindestens einem HF-Schalter (1, 2) im Sendezweig und im Empfangszweig,
 - 30 - einer Steuereinrichtung (9) zur Steuerung der HF-Schalter (1, 2), wobei zumindest
der HF-Schalter (1) im Sendezweig ein frequenzmoduliertes Pulssignal von der
Steuereinrichtung (9) zur Verfügung gestellt bekommt.
5. Radarsensor nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass als HF-Schalter (1, 2)
35 Diodenschalter mit linearer Kennlinie eingesetzt sind.

6. Radarsensor nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der/die Diodenschalter PIN-Diodenschalter mit insbesondere dünner Intrinsic-Schicht sind.
- 5 7. Radarsensor nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Intrinsic-Schicht des/der PIN-Diodenschalter/s so bemessen ist, dass Schaltzeiten bis zu 400 ps erzielbar sind.
- 10 8. Radarsensor nach einem der Ansprüche 4 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass zumindest der HF-Schalter (1) im Sendezweig ein Diodenpaar (24, 25) aufweist, das einerseits gegen Masse (28) geschaltet ist und andererseits über Sperrkreise (26, 27) das Ausgangssignal des Oszillators (3) während des Durchschaltzustandes mit der Sendeantenne (5) verbindet.
- 15 9. Radarsensor nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Sperrkreise aus Fingerringkopplern bestehen.
- 20 10. Radarsensor nach einem der Ansprüche 4 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (3) für das Mikrowellensignal ausgangsseitig mit einem insbesondere in Sättigung betriebenen Pufferverstärker (36) beschaltet ist.
- 25 11. Radarsensor nach einem der Ansprüche 4 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (3) ein Gunn-Oszillator ist.
12. Radarsensor nach einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass ein empfangsseitig vorgesehener Mischer/Phasendetektor (3) zur Auswertung der empfangenen Radarsignale ein Diodenpaar (37, 38) aufweist.
- 30 13. Radarsensor nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Diodenpaar (37, 38) benachbart auf insbesondere einem Chip angeordnet ist und innerhalb eines aus Streifenleitern bestehenden Ringmischers (39) angeordnet ist.

1 / 5

Fig. 1

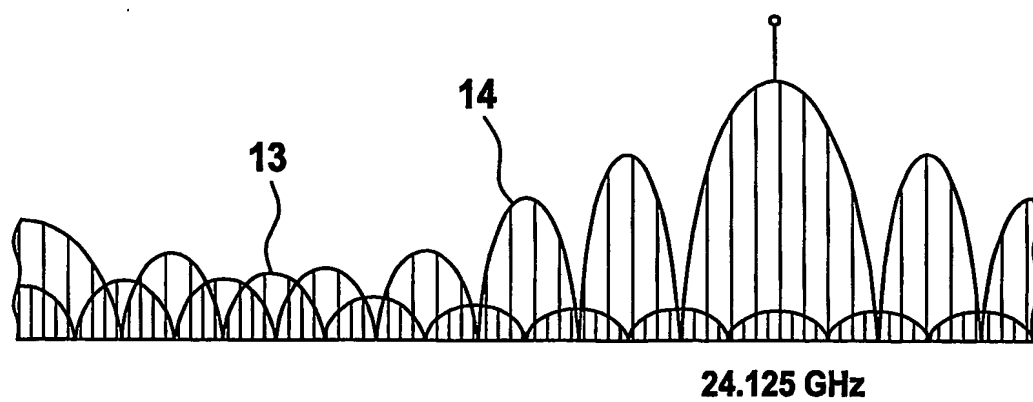
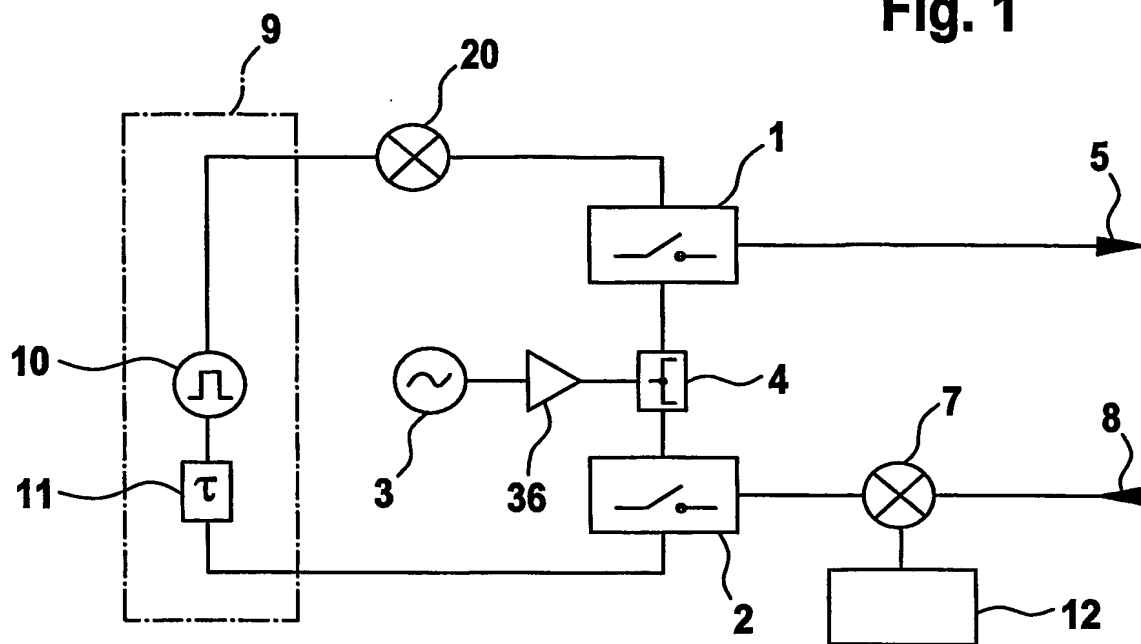


Fig. 2

2 / 5

Fig. 3

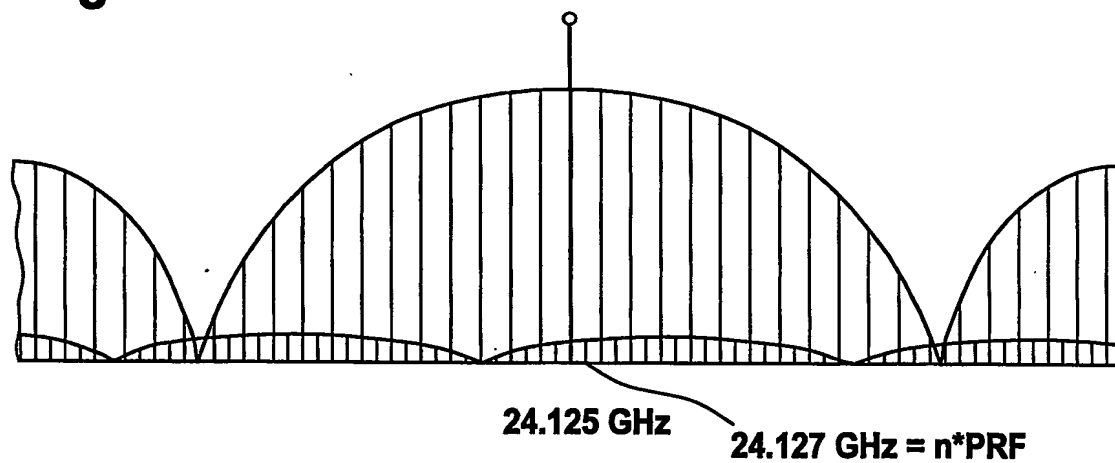
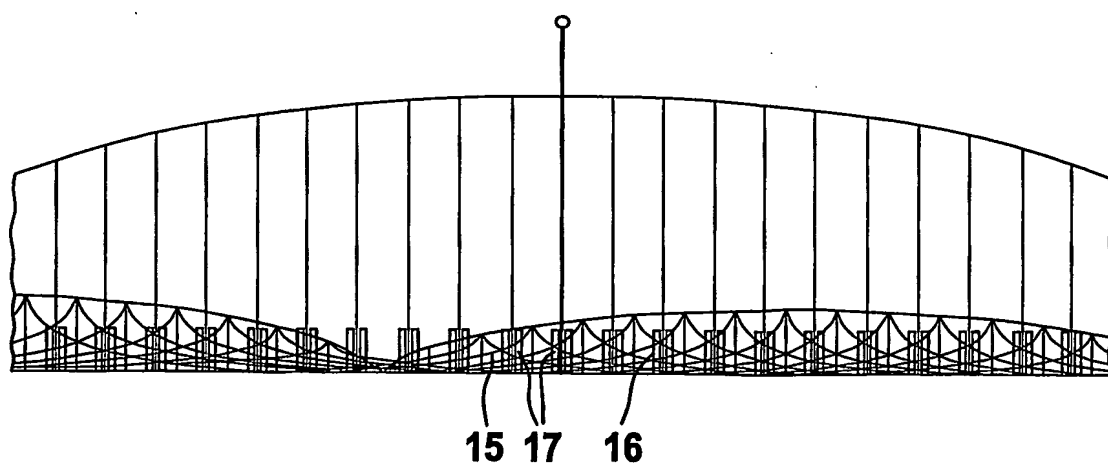


Fig. 4



3 / 5

Fig. 5

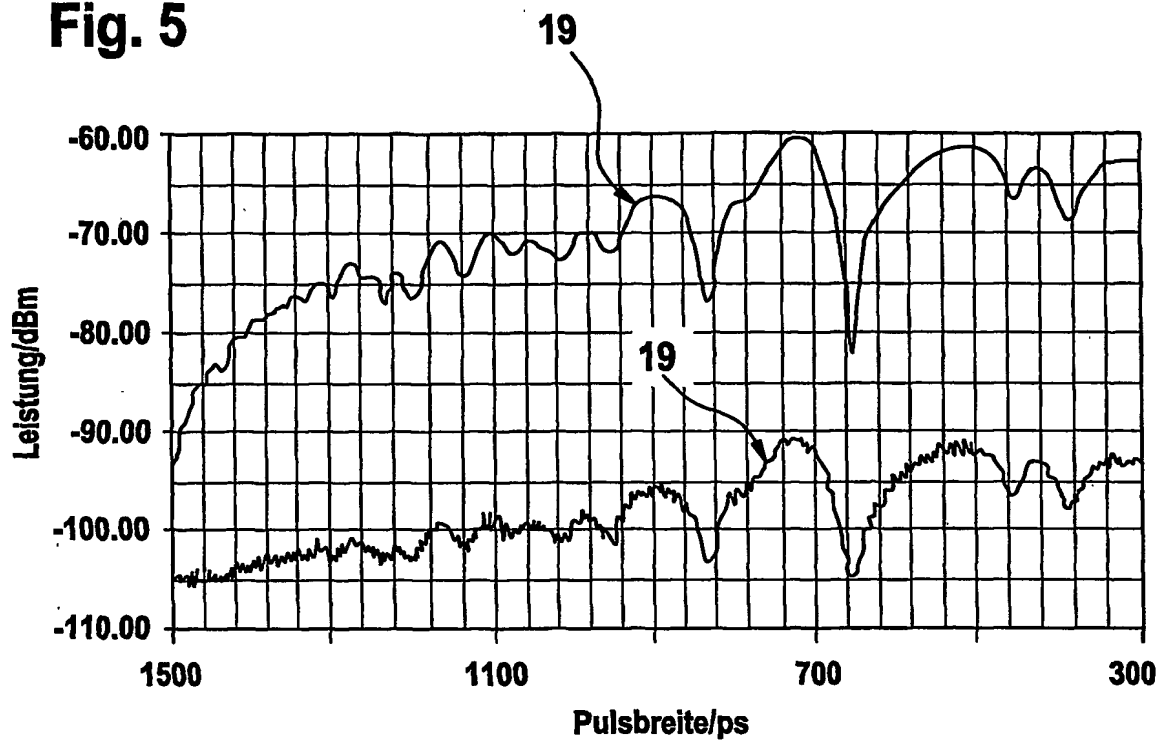
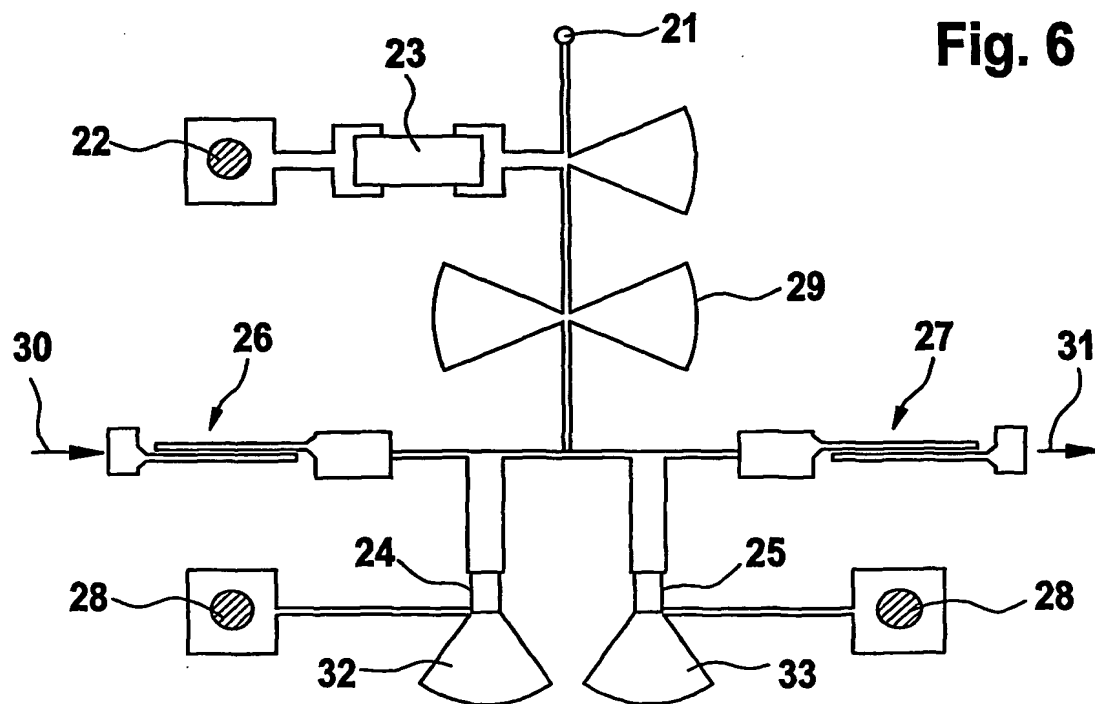


Fig. 6



4 / 5

Fig. 7

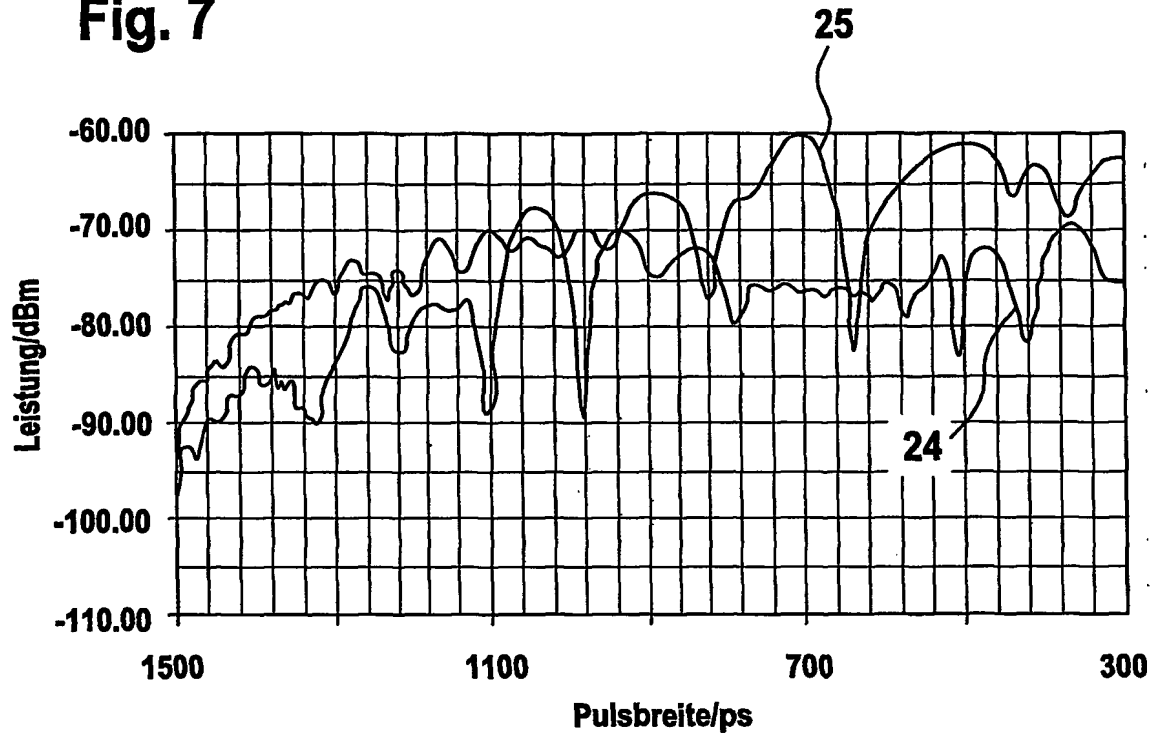
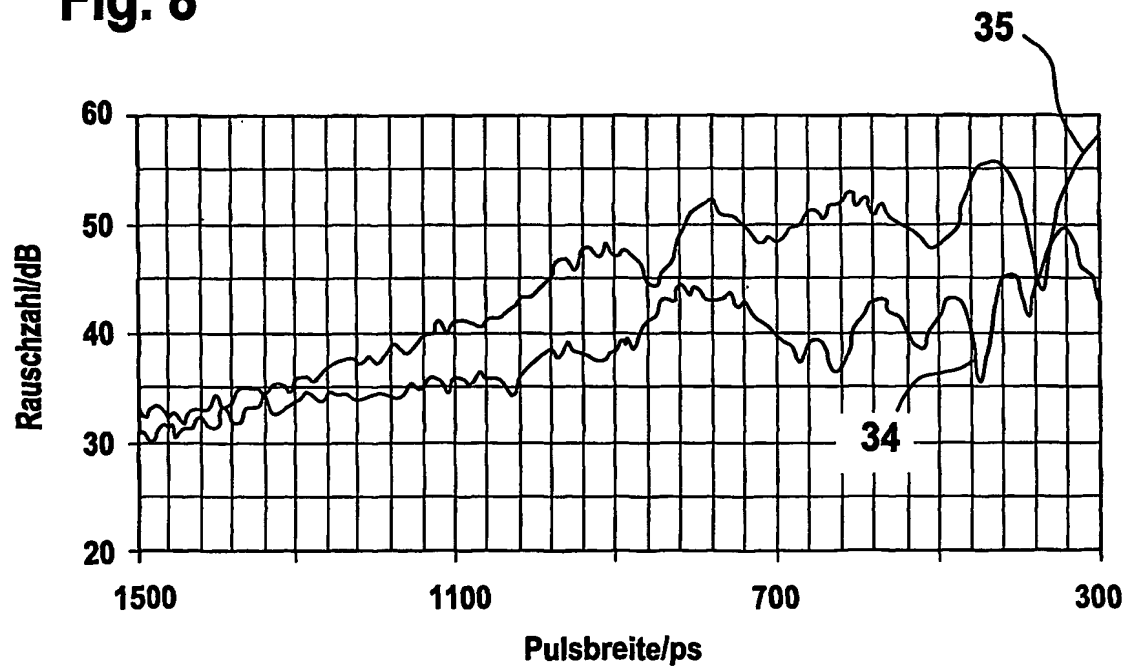


Fig. 8



5 / 5

Fig. 9

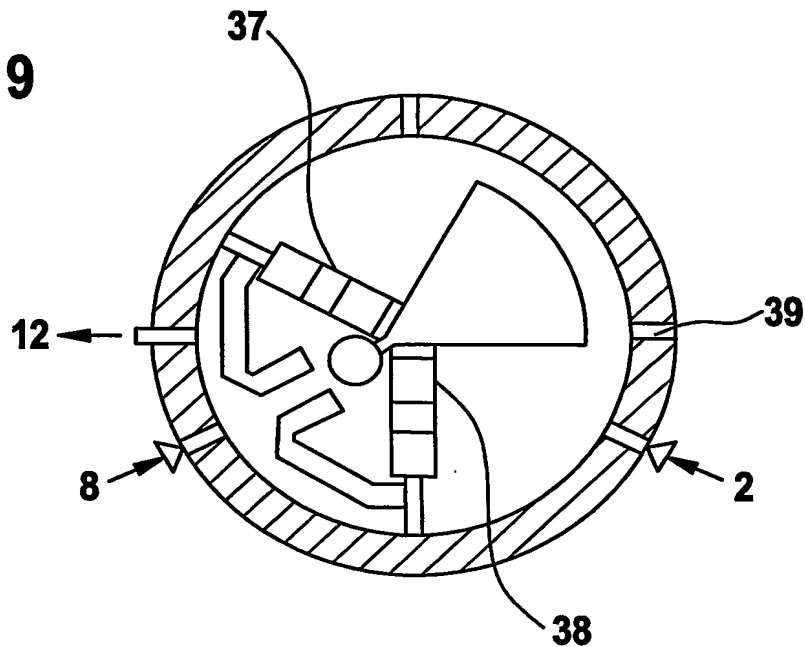


Fig. 10

